

可伸缩码流抗丢包保护的交织器参数选择方法

杨亚东^{1,2}, 吴成柯¹, 肖嵩¹, 郑荣²

(1. 西安电子科技大学 ISN 国家重点实验室, 陕西西安 710071; 2. 空军工程大学电讯工程学院, 陕西西安 710077)

摘要: 给出了丢包不等保护 (ULP) 失真优化解的期望失真的上下界, 该上下界仅与率优化解和丢包等保护 (ELP) 失真优化解有关。利用此上下界, 提出了基于估计的选取最优交织器参数的新方法。该方法在搜索最优交织器参数时, 通过 uIJP 失真优化解的期望失真的上下界估计其期望失真, 避开了多次求解 ULP 失真优化解的步骤, 加快了搜索速度。采用双状态马尔可夫网络模型, 对 SPIHT 和 3D SPIHT 编码器产生的码流数据进行仿真实验, 结果表明, 与原有方法相比较, 新方法兼有速度快和估计精度高的特点。

关键词: 多媒体传输; 联合信源/信道编码; 不等保护; 交织器

中图分类号: TN919.8 文献标识码: A 文章编号: 1009-3516(2006)05-0063-05

在 Internet 等“尽力而为”的网络环境中, 由于拥塞等原因而导致的包丢失现象不可避免, 如何在丢包存在的情况下可靠地实时传输多媒体数据是一个很大的挑战。文献[1]提出了优先编码传输 (PET) 的概念, 它由用户将压缩的多媒体码流分成不同的码段, 按照指定的优先级对码段采用 RS 码进行不等丢失保护 (ULP); 文献[2]将 PET 方法应用于可伸缩 (内嵌) 码流, 并采用率失真优化技术进行细粒度的 ULP 保护, 它将码流分成 L 段, 每码段加上不等长度的 RS 码冗余符号构成包数为 N 、每包包含 L 符号的 $L \times N$ 交织器矩阵, 称为一个 BOP (Block of Packets)。在该方案中, 每个包具有同等的重要性, 接收端收到一个或几个包就可以独立解码, 解码质量随着收到的包数目的增加而逐渐改善, 而与具体收到哪一个包无关。因此, 这种方法也称为基于 FEC 的多描述编码 (FEC-MDC)。在此 FEC-MDC 系统中, 关键问题是如何快速有效地进行信源/信道码率分配, 以使系统性能最佳, 而系统性能通常用端到端期望失真最小 (或期望质量最大) 度量。典型的码率分配算法可参阅文献[3-6], 其中文献[6]中的局部搜索算法在多数情况下运算速度最快。

上述码率分配算法需要给定包数 N 和包长度 L , 即需要预先确定交织器的参数。在分组交换网络的传输系统设计中, 通常知道每个 BOP 的传输码率, 而 FEC-MDC 系统中的传输码率由信源符号码率、FEC 冗余符号码率以及包头开销 3 部分组成, 为获取最佳的系统性能, 有必要研究给定传输码率时的交织器参数选取问题。在给定传输码率的情况下, 选择不同的交织器参数将直接影响 FEC-MDC 系统的性能。

1 问题描述

假设交织器参数为 $L \times N$, 即采用 N 个长度固定为 L 个符号的数据包传输可伸缩码流。在 FEC-MDC 系统中, 信源码流被分成 L 码段, 每码段采用某种码率的系统 RS 码进行保护, 构成的 $L \times N$ 交织器如图 1 所示。图中浅色阴影矩形框表示包头, 深色阴影方框表示保护符号, 空白方框表示信源符号, H 为包头长度。设 m_i 为第 i 码段的信源符号长度, $m_i \in \{1, \dots, N\}$, 则第 i 码段对应的系统 RS 码为 (N, m_i) , 相应的 RS 码冗余符号数为 $f_i = N - m_i$ 。如果 V 包中有 f_i 包丢失, 根据 RS 码的纠错特性, 最多含有 m_i 信源符号的码段能被全部正确恢复^[5]。由于可伸缩码流对第 i 码段的解码依赖于前面所有的 $i-1$ 码段, 通过添加约束条件 $f_i \geq$

收稿日期: 2006-03-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (60532060)

作者简介: 杨亚东 (1963-), 男, 陕西户县人, 博士生, 主要从事图像编码、图像及视频的网络传输等研究;

吴成柯 (1938-), 男, 安徽黄山人, 教授, 博士生导师, 主要从事图像处理、图像通信、计算机视觉等研究。

$f_2 \geq \dots \geq f_L$, 若 f_i 包丢失, 则所有前 i 行中的信源符号都能被正确恢复。

设信源编码器的失真率曲线函数 ϕ 已知, 随机变量 X 表示丢包数, $P_N(n)$ 表示 N 包中有 n 包丢失的概率, $c_N(k) = \sum_{n=0}^k P_N(n)$, $k=0, \dots, N$, Ω 为由 L 元组元素 (f_1, f_2, \dots, f_L) 组成的集合, 这里 $f_i \in \{0, \dots, N-1\}$, $i=1, \dots, L$; $f_1 \geq f_2 \geq \dots \geq f_L$ 。对于某种码率分配方案 $F = (f_1, \dots, f_L) \in \Omega$, 期望失真为^[6,9]

$$E_{(N,L)}[d](F) = \sum_{i=0}^L P_i(F) \phi(V_i(F)) \quad (1)$$

而期望接收到的信源符号数为^[6,9]

$$E_{(N,L)}[\gamma](F) = \sum_{i=0}^L P_i(F) V_i(F) \quad (2)$$

这里, $V_0(F) = 0$, $V_i(F) = \sum_{k=1}^i m_k$ ($i=1, \dots, L$); $P_0(F) = P(X > f_1) = 1 - c_N(f_1)$, $P_L(F) = P(X \leq f_L) = c_N(f_L)$ 。对于 $i=1, \dots, L-1$, 有

$$P_i(F) = P(f_{i+1} < X \leq f_i) = \begin{cases} 0 & f_i = f_{i+1} \\ \sum_{n=f_{i+1}+1}^{f_i} P_N(n) & f_i > f_{i+1} \end{cases}$$

ULP 失真优化定义为使式(1)取最小值时的保护方案 $F^* = (f_1^*, \dots, f_L^*) \in \Omega$ 。而等保护(ELP)失真优化定义为所有等保护方案中使式(1)取最小值的保护方案 $F_d^* = (f_d^*, \dots, f_d^*) \in \Omega$ 。由式(1)可知, ELP 失真优化可由下式计算

$$f_d^* = \arg \min_i \phi(0)(1 - c_N(i)) + \phi(L(N-i))c_N(i) \quad (3)$$

率优化定义为 Ω 中使式(2)取最大值的保护方案。文献[6]证明了率优化是等保护 $F_r^* = (f_r^*, \dots, f_r^*)$, 且

$$f_r^* = \arg \min_i (N-i)c_N(i) \quad (4)$$

假设传输码率为 R_T , 包头长度固定为 H , 包长度 L 的取值范围为 $L_{\min} \leq L \leq L_{\max}$, 参照图 1 可知, 交织器参数的选取应满足以下约束条件

$$N(L+H) \leq R_T \quad (5)$$

为了取得尽可能高的重建质量, 在满足上述约束条件的前提下, N, L 应取尽可能大的值, 也就是说对于每一给定的 L , 只需选取能满足式(5)的最大的 N ; 同样的, 对于每一给定的 N , 只需选取能满足式(5)的最大的 L 。设 $Z = \{(N_1, L_1), \dots, (N_K, L_K)\}$ 为按照这种选取方法得到的交织器参数的集合, 给定传输码率 R_T 的最优交织器参数选择问题就是选取 $(N_{op}, L_{op}) \in Z$, 使得采用 (N_{op}, L_{op}) 作为交织器参数时相应的 ULP 失真优化的期望失真取最小值。

对于给定的交织器参数 N 和 L , 求解 ULP 失真优化 F^* 是相当耗时的, 目前最快的求解 F^* 近似算法的复杂度为 $O(NL)$ ^[6]。在给定传输码率时, 满足传输码率要求的 N, L 组合总数 K 一般较大, 即集合 Z 的基数较大, 如果采用文献[7]的穷举法搜索最优交织器参数, 则需要求解 K 次 ULP 失真优化及其失真, 显然, 这样的时间花费对于实时应用是不能容忍的。文献[8]采用在穷举时用求解率优化 F_r^* 代替求解 ULP 失真优化 F^* , 以最优的 F_r^* 对应的交织器参数作为要求解的最优交织器参数, 称这种算法为 BFMR 算法。由于 F_r^* 为等保护, 求解 F_r^* 比求解 F^* 容易的多, 因此该算法可以快速完成。由于 BFMR 算法实际上得到的是使期望接收信源符号最大的交织器参数, 而不是使期望失真最小的交织器参数, 本文通过实验发现, BFMR 算法的鲁棒性较差, 在传输码率较大时, 会造成较大的性能损失。

2 ULP 失真优化的期望失真的上下界

为探求更有效的交织器参数选择算法, 首先引入以下命题。

命题 1: 对于某一给定的交织器参数, 设 $F^*, F_r^* = (f_r^*, \dots, f_r^*)$ 与 $F_d^* = (f_d^*, \dots, f_d^*)$ 分别为其 ULP 失真优化、率优化和 ELP 失真优化, 信源编码器的失真率函数 ϕ 是单调非增的凸函数, 则以下结论成立

- (a) $\phi(E[r](F_r^*)) \leq E[d](F^*) \leq E[d](F_r^*)$;
- (b) $\phi(E[r](F_r^*)) \leq E[d](F^*) \leq E[d](F_d^*)$;
- (c) $E[d](F_d^*) \leq E[d](F_r^*)$; (d) $f_d^* \geq f_r^*$ 。

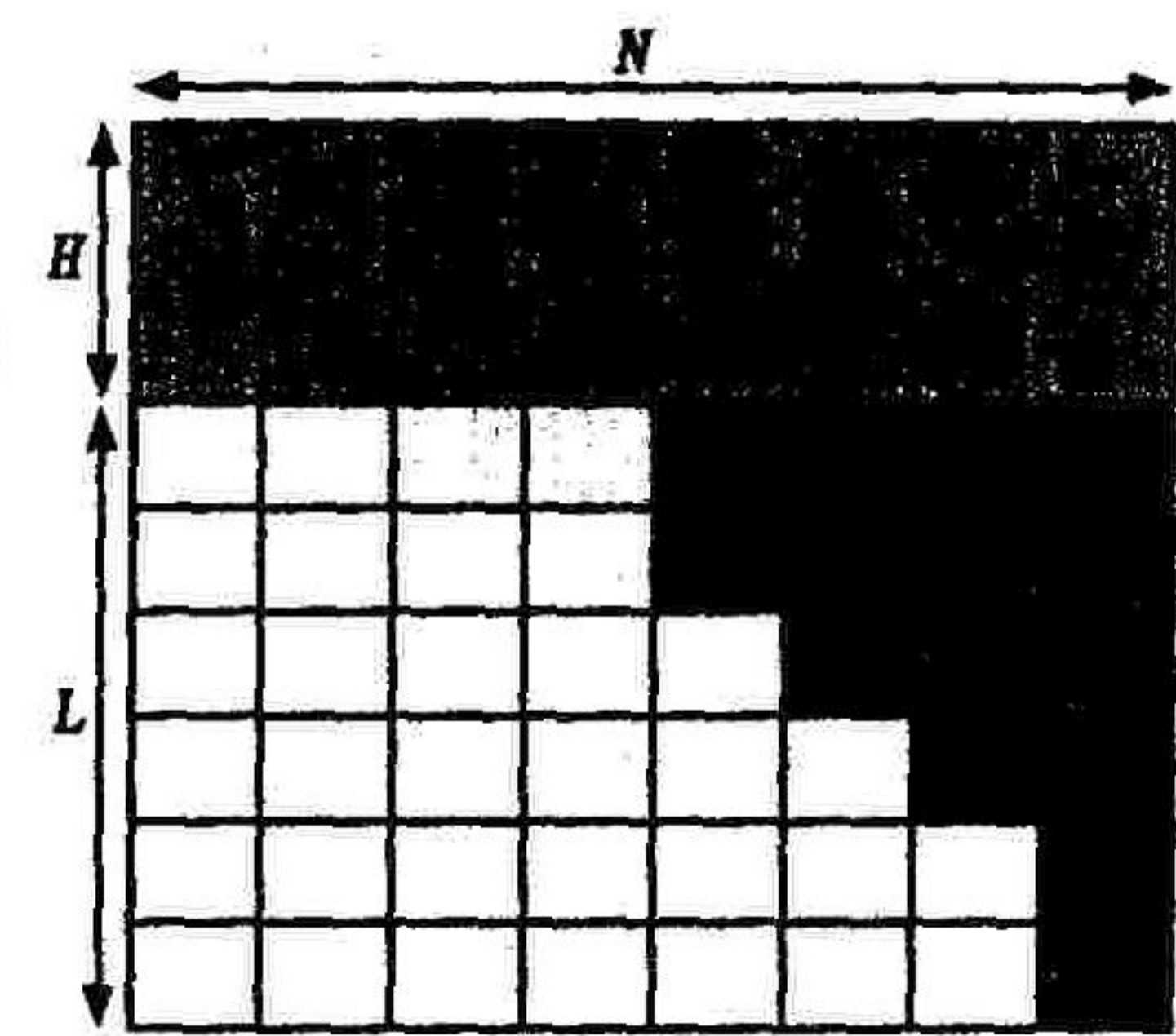


图 1 FEC-MDC 系统示意图

证明:因为 F^* 为 Ω 中所有保护方案中使期望失真最小的保护方案,而 F_r^* 是 Ω 中期望接收到信源符号数最大的保护方案,因此 $E[d](F^*) \leq E[d](F_r^*)$ 。由于 ϕ 为凸函数,由 Jensen 不等式及函数 ϕ 的单调性可得 $\phi(E[r](F_r^*)) \leq E[d](F^*)$ ^[6]。故结论(a)成立。

同理可以证明结论(b)成立。(c)、(d)结论的证明见文献[9]。

命题1中的(a)和(b)部分给出了计算 ULP 失真优化期望失真 $E[d](F^*)$ 上下界的两种方法,两种方法给出的下界是相同的,而中结论(c)说明,(b)中上界要比(a)中上界小。由上节可知,率优化解 F_r^* 和 ELP 失真优化解 F_d^* 都是等保护方案,二者很容易求得,由式(4)和式(3)式可知, F_r^* 和 F_d^* 只需经过 $O(N)$ 步比较就能够得到,因此 ULP 失真优化期望失真的上下界可以快速求得。

3 快速交织器参数选择算法

由以上两节讨论可知,对于给定的交织器参数 N 和 L ,虽然求解 ULP 失真优化解 F^* 是很耗时的,但 F^* 期望失真的上下界却很容易确定,为了在搜索最优交织器参数时,避开复杂的 ULP 失真优化的多次求解步骤,加快穷举法搜索速度,本文提出在每次枚举中,不直接求解 ULP 失真优化解及其期望失真,而通过其期望失真的上下界估计 ULP 失真优化的期望失真 $E[d](F^*)$ 。由于上节命题1中给出了两种上下界公式,因此估计方法也相应的有两种。

1)通过率优化解 F_r^* 估计 $E[d](F^*)$ 。由命题1(a)中的结论可知, $E[d](F^*)$ 位于闭区间 $[\phi(E[r](F_r^*)), E[d](F_r^*)]$,此区间的中点 $g_1(F_r^*) = 0.5(\phi(E[r](F_r^*)) + E[d](F_r^*))$,直观的,我们直接以区间中点 $g_1(F_r^*)$ 作为 $E[d](F^*)$ 的估计值。该方法只需知道率优化解 F_r^* 。

2)通过率优化解 F_r^* 和 ELP 失真优化解 F_d^* 估计 $E[d](F^*)$ 。由命题1(b)中的结论可知, $E[d](F^*)$ 位于闭区间 $[\phi(E[r](F_r^*)), E[d](F_r^*)]$,此区间的中点 $g_2(F_r^*, F_d^*) = 0.5(\phi(E[r](F_r^*)) + E[d](F_d^*))$,直观的,我们直接以区间中点 $g_2(F_r^*, F_d^*)$ 作为 $E[d](F^*)$ 的估计值。该方法需要知道率优化解 F_r^* 和 ELP 失真优化解 F_d^* 。利用命题1(d)中的结论,在求得 F_r^* 后,由于 $f_d^* \geq f_r^*$,求解 F_d^* 的搜索范围缩小为 $[f_r^*, N-1]$,而不必在 $[0, N-1]$ 中搜索,因此可以加快求解 F_d^* 的速度。

利用上述估计方法,可以通过求解 F_r^* 或 F_r^* 和 F_d^* ,估计出 F^* 的期望失真 $E[d](F^*)$ 的近似值,由于 F_r^* 和 F_d^* 很容易求得,因此 $E[d](F^*)$ 的估计值可以快速得到。

综合以上分析,本文基于估计的交织器参数选择算法可概述如下:①对于给定的传输码率 R_T 、包长度范围 $L_{\min} \leq L \leq L_{\max}$ 及其包头长度 H ,确定满足传输码率要求的交织器参数集合 $Z = \{(N_1, L_1), \dots, (N_K, L_K)\}$; ②对于每一 $(N_i, L_i) \in Z$,计算相应的率优化解 F_r^* (第一种估计方法)或 F_r^* 和 ELP 失真优化解 F_d^* (第二种估计方法),估计 ULP 失真优化的期望失真 $E[d](F^*)$,比较估计值的大小并记录最小期望失真对应的交织器参数;③假设求得的最小期望失真对应的交织器参数为 (N_{op}, L_{op}) ,则将 N_{op}, L_{op} 作为要寻找的最优交织器参数。

在上述算法中,可以采用两种估计方法之一进行估计,当采用第一种估计方法时,称该算法为 BFE1 算法;当采用第二种估计方法时,称该算法为 BFE2 算法。利用本算法求得最优交织器参数 (N_{op}, L_{op}) 后,只需要运行一次求解 ULP 失真优化的算法程序,就可得到最佳的码率分配方案及其对应的期望失真。

4 实验及结果分析

本节对本文提出的基于估计的交织器参数选择算法在计算复杂度和系统性能两方面进行测试,并与文献[7,8]中的交织器参数选择算法进行比较,系统性能用期望峰值信噪比(PSNR)度量。对于图像传输,采用 8 bpp、512 × 512 Lena 标准灰度图像, SPIHT 编码器^[11];对于视频传输,采用 YUV(4:2:0) QCIF 格式 Foreman 视频序列,并把前 16 帧作为一个 GOF(Group of Frames, 帧组)用 3D SPIHT 编码器^[12]对 Y 分量进行编码。包头长度 $H = 40$ Byt(包括 20 Byt 的 IP 头, 8 Byt 的 UDP 头, 12 Byt 的 RTP 头)。采用文献[6]的局部搜索算法求解给定交织器参数时的 ULP 失真优化解。网络丢包模型采用双状态马尔可夫模型,该模型能较好地描述因特网中的包丢失现象,本文仿真时取平均丢包率为 0.1,平均突发长度为 9.75,概率函数 $p_N(n)$ 的

计算采用文献[10]的双递归公式。所有算法的C语言实现程序在Windows XP操作系统,配置为1.4 GHz Pentium 4 CPU、内存为256 MByte的同一台PC机上进行仿真实验。

首先考察选取不同的交织器参数对系统性能的影响,图2给出了当传输码率 $R_T = 350$ kbit时,对于Foreman视频序列,期望PSNR值随包长度的变化情况。从图中可以看出,当包长度 L 在40-1460 Byte变化时,期望PSNR值最大约有2 dB的变化,最优包长度 $L_{op} = 268$ Byte,相应最优交织器参数 $(N_{op}, L_{op}) = (142, 268)$ 。实验表明,交织器参数的选择对系统性能有重大影响。

表1给出了4种交织器参数选择算法的实验结果,其中包括文献[7]的穷举算法、文献[8]的BFMR算法以及本文提出的基于估计的两种新算法BFE1和BFE2。实验中选取包长度范围为 $40 \leq L \leq 1460$ Byte。表中耗时是指各算法为得到最优的交织器参数所需操作的总耗时,PSNR是指按照各算法得到的最优交织器参数进行码率分配所得到的ULP失真优化解的期望PSNR值。

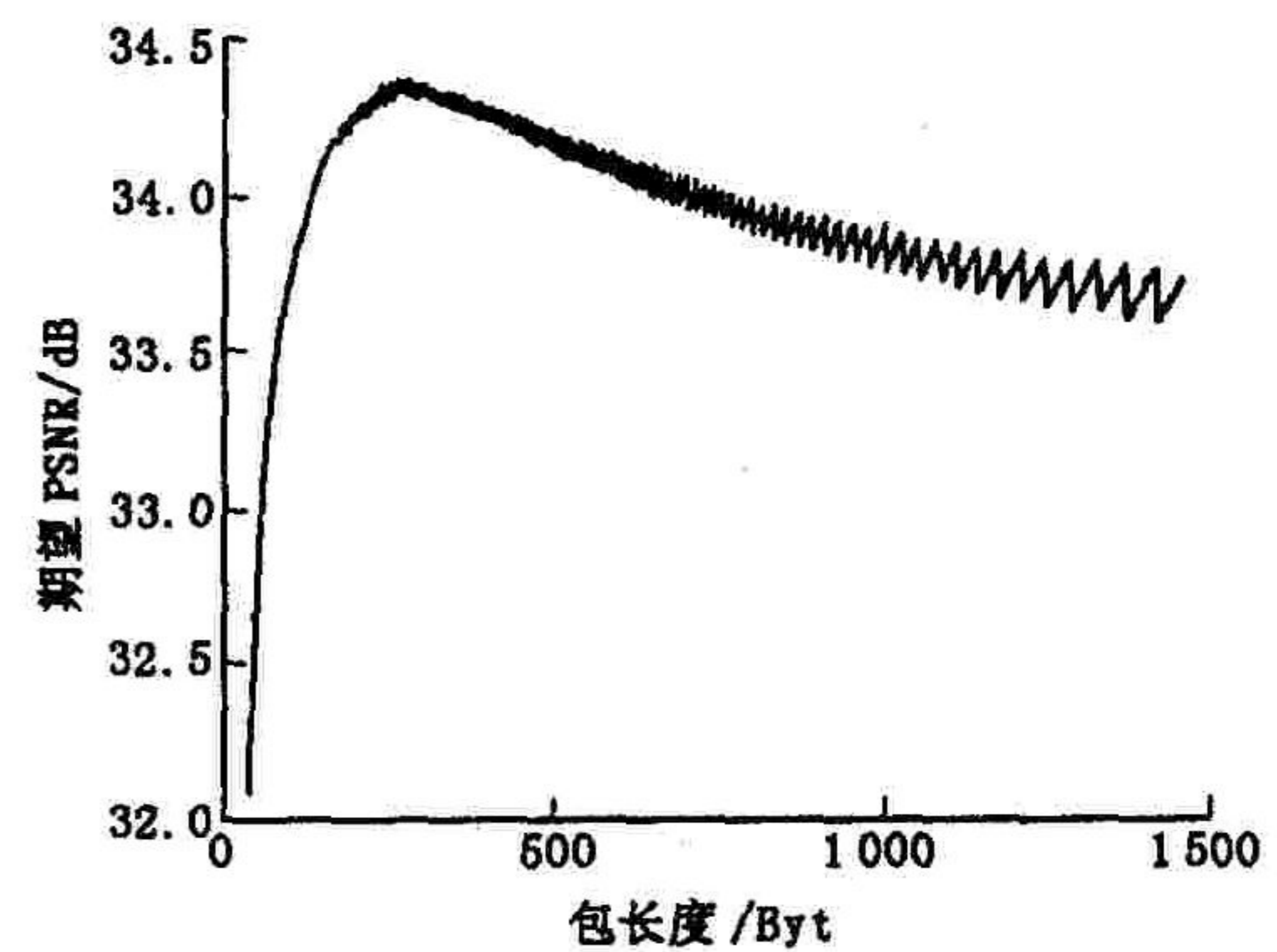


图2 交织器参数对系统性能影响图

表1 交织器参数选择算法实验结果

图像/视频	(bit)	文献[7]算法		文献[8]算法		BFE1 算法		BFE2 算法	
		PSNR/dB	耗时/s	PSNR/dB	耗时/ms	PSNR/dB	耗时/ms	PSNR/dB	耗时/ms
Lena (SPIHT)	150	34.48	3.25	34.48	1.9	34.48	2.1	34.48	2.7
	250	37.13	7.56	36.59	7.9	37.10	8.0	37.12	10.0
	350	38.90	12.86	38.18	14.9	38.87	15.2	38.90	18.7
	450	40.32	17.35	39.60	53.0	40.29	53.8	40.32	57.8
Foreman (3D SPIHT)	100	28.46	1.38	28.46	0.7	28.46	0.9	28.46	1.2
	200	31.05	4.41	31.05	5.4	31.05	5.9	31.05	6.3
	300	33.28	7.89	33.01	11.1	33.27	11.4	33.28	14.1
	400	35.11	12.37	34.56	19.5	35.11	19.6	35.11	23.9

从表中数据可以看出,虽然文献[7]的穷举算法能够得到最佳的系统性能,但时间花费太大,不适合在实时系统中采用;文献[8]的BFMR算法虽然运行速度最快,但对于某些传输码率(特别是传输码率较高时)会造成较大的性能损失,性能损失最大高达0.72 dB;而对于不同的传输码率,本文基于估计的BFE1和BFE2算法在性能上始终达到或接近于最佳的系统性能,其中BFE1算法的最大性能损失不大于0.03 dB, BFE2算法的最大性能损失不大于0.01 dB,二者的运算复杂度仅比文献[8]算法稍有增加,其中BFE1算法的速度与文献[8]算法近似相等,BFE2算法的速度比文献[8]算法稍慢一点,这是因为BFE1算法估计时仅利用了率优化解,而BFE2算法估计时利用了率优化解和ELP失真优化解。

通过以上实验数据分析可知,本文基于估计的两种算法能够得到近似最优的交织器参数,从算法速度方面看,要比文献[7]的穷举算法快几百倍甚至上千倍,而与文献[8]的BFMR算法速度相当;从算法鲁棒性及估计精度方面看,要优于文献[8]的BFMR算法。

参考文献:

- [1] Albanese A, Blömer J, Edmonds J, et al. Priority Encoding Transmission[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1996, 42(6): 1737-1744.
- [2] Mohr A E, Riskin E A, Ladner R E. Unequal Loss Protection: Graceful Degradation of Image Quality Over Packet Erasure Channels Through Forward Error Correction[J]. IEEE J Select. Areas Commun, 2000, 18(7): 819-828.
- [3] Mohr A E, Ladner R E, Riskin E A. Approximately Optimal Assignment for Unequal Loss Protection[A]. Proc ICIP'2000 [C]. Vancouver, 2000, 367-370.
- [4] Puri R, Ramchandran K. Multiple Description Source Coding Through Forward Error Correction Codes[A]. Proc 33rd Asilomar Conf. Signals and Computers[C]. Pacific Grove, CA, 1999, 342-346.
- [5] Dumitrescu S, Wu X, Wang Z. Globally Optimal Uneven Error-Protected Packetization of Scalable Code Streams[J]. IEEE

- Trans, Multimedia, 2004, 6(2): 230 - 239.
- [6] Stankovic V, Hamzaoui R, Xiong Z. Real - Time Error Protection of Embedded Codes For Packet Erasure and Fading Channels [J]. IEEE Trans, Circuits Syst, Video Tech, 2004, 14(8): 1064 - 1072.
- [7] Huo Longshe, Gao Wen, Huang Qingming. Robust Real - Time Transmission of Scalable Multimedia for Heterogeneous Client bandwidths [J]. Real - Time Imaging, 2005, 11(4): 300 - 309.
- [8] Stankovic V, Hamzaoui R, Xiong Z. Live Video Streaming Over Packet Networks and Wireless Channels [A]. Proc 13th Packet Video Workshop [C]. Nantes: April 2003.
- [9] Yang Yadong, Wu Chengke, Xiao Song. A Bidirectional Local Search Algorithm for the Protection of Embedded Data Over Packet Erasure Channel [J]. Chinese Journal of Electronics, 2005, 14(4): 695 - 699.
- [10] Yee J R, Weldon E J. Evaluation of the Performance of Error Correcting Codes on a Gilbert Channel [J]. IEEE Trans, Communications, 1995; 43(8): 2316 - 2323.
- [11] Said A, Pearlman W A. A New Fast and Efficient Image Codec Based on Set Partitioning in Hierarchical Trees [J]. IEEE Trans. Circuits Syst Video Tech, 1996, 6(3): 243 - 250.
- [12] Kim B J, Xiong Z, Pearlman W A. Low Bit - Rate Scalable Video Coding With 3D Set Partitioning in Hierarchical Trees (3D SPIHT) [J]. IEEE Trans, Circuits Syst, Video Tech, 2000, 10(12): 1365 - 1374.

(编辑: 门向生)

Optimal Parameters Selection of Interleaver for the Unequal Loss

Protection of Scalable Bitstreams

YANG Ya - dong^{1,2}, WU Cheng - ke¹, XIAO Song¹, ZHENG Rong²

(1. ISN National Key Lab., Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China; 2. The Communication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract: In this paper, the upper and lower bounds on the expected distortion of an ULP distortion - based solution are given, which depends only on a rate - based solution and an ELP distortion - based solution. Then a new algorithm based on estimation is presented for the selection of the optimal interleaver parameters. Instead of computing each ULP distortion - based solution for each possible choice of interleaver parameters, it estimates the expected distortion of each ULP distortion - based solution from its upper and lower bounds, which results in the speedup of the search process for the optimal interleaver parameters. Experiments are carried out with the source coders of SPIHT and 3D SPIHT by using the network model of two - state Markov. The results show that the new algorithm is characterized by higher estimation precision with similar computational complexity as compared to the previous algorithm.

Key words: multimedia transmission; joint source / channel coding; unequal loss protection; interleaver